

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.06.016

# 单相控制型软开关逆变器的最小复位电流控制

吴超, 张犁, 郑仲舒, 王一鸣

(河海大学能源与电气学院, 江苏 南京 211100)

**摘要:**基于电感电流临界导通模式(critical conduction mode, CRM)的控制型软开关技术可实现开关管零电压开通(zero voltage switching, ZVS),但传统恒定电流复位方法的反向电流大,开关管通态损耗高。文中以单相三电平中点箝位型(three-level neutral point clamped, 3L-NPC)逆变器为研究对象,提出一种具有最小电感复位电流的控制方法。首先,分析开关管 ZVS 的实现条件,建立谐振等效电路分析模型,推导出电感复位电流理论最小值,在保证整个工频周期内开关管 ZVS 的同时,降低复位电流导致的开关管通态损耗。然后,建立逆变器损耗分析模型,将文中方法与传统恒定电流复位方法进行损耗计算与对比。最后,搭建一台 1 kW 的单相 3L-NPC 逆变器样机进行实验,结果表明文中方法相比于传统恒定电流复位方法,降低了损耗,最高变换效率提升约 0.5 个百分点。

**关键词:**软开关;零电压开通(ZVS);临界导通模式(CRM);逆变器;宽禁带器件;效率优化

**中图分类号:** TM23

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2023)06-0153-08

## 0 引言

宽禁带器件,如碳化硅(SiC)和氮化镓(GaN)器件可通过大幅提高开关频率显著提升变流器的功率密度<sup>[1-4]</sup>。相对于硅基器件,SiC和GaN器件单次开关功耗较低,但随着开关次数的大幅增加,总开关损耗仍会急剧增加。因此,实现宽禁带器件,如SiC金属氧化物半导体场效应晶体管(metal oxide semiconductor field effect transistor, MOSFET)的零电压开通(zero voltage switching, ZVS),是降低开关损耗、提高逆变器效率的有效途径之一<sup>[5-9]</sup>。

在逆变器直流电源与桥臂间增加辅助谐振电路,可实现开关管 ZVS。文献[10]提出在三相两电平逆变器的直流侧引入一种改进辅助谐振电路,实现 SiC MOSFET 的 ZVS,在 300 kHz 开关频率下,峰值效率达到 98.6%,功率密度达到 6.6 kW/L。文献[11]则在三相逆变器每相桥臂均引入辅助谐振回路,在 20 kHz 开关频率下,峰值效率达到 98.7%。显然,引入辅助谐振电路可有效降低 MOSFET 的开关损耗,但增加了硬件成本,且电路结构复杂。

基于交流侧谐振软开关的思想,可将变流器设计在电感电流临界导通模式(critical conduction mode, CRM),利用死区内交流滤波电感与开关管结电容谐振,无须增加辅助谐振电路,即可为开关管创造 ZVS 的条件<sup>[12-14]</sup>。文献[15]基于 GaN 基器件和控制型软开关技术,研制了一款数字控制 1.6

kW 的功率因数校正变换器,峰值效率超过 99%,功率密度高达 15 kW/L。美国弗吉尼亚理工大学研制了基于控制型软开关的 6.6 kW 车载充电器和 20 kW 双向 AC/DC 变流器,效率超过 98.5%,功率密度达到 6.6 kW/L<sup>[16-17]</sup>。由此可见,通过控制型软开关技术实现变流器的高效率和高功率密度已成为当前工业和学术界的研究热点。

文献[18]指出,工作于 CRM 的变流器在工频周期内分为自然 ZVS 和非自然 ZVS 区域。自然 ZVS 区域内,开关管结电容电压可在死区内谐振到零,无须提供额外电感复位电流。而在非自然 ZVS 区域内,由于交流侧电压较低,须提供额外电感复位电流才可使开关管结电容电压谐振到零。控制电感复位电流的方式可分为 3 类:(1)模拟型,利用电流过零检测(zero crossing detected, ZCD)电路和触发器控制电感电流;(2)模数混合型,利用数字控制器替代触发器,并结合 ZCD 电路控制电感电流;(3)全数字型,仅通过数字控制器控制电感电流正包络线和复位包络线。其中,全数字型无须添加硬件电路,更适用于光伏并网逆变器等成本敏感领域。针对全数字控制型软开关,文献[19]提出 3 种复位电流模式,分别为恒定复位电流模式(constant boundary current mode, CBCM)、恒定电流变化量模式(constant hysteresis current mode, CHCM)和变复位电流模式(variable hysteresis current mode, VHCM),如图 1 所示。图 1 中, $i_L(t)$ 、 $i_o(t)$ 分别为电感电流和输出电流; $I_o$ 为输出电流有效值; $\Delta I$ 为复位电流在过零时的复位值; $I^*$ 为可变值,用于调整复位电流曲线。文献[20]指出,采用 CBCM 的逆变器

收稿日期:2023-03-19;修回日期:2023-05-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52177176);江苏省六大人才高峰项目(2019-TD-XNY-001)

效率优于采用其他 2 种复位电流模式的逆变器。然而,恒定复位电流会增加通态损耗,而现有 CBCM 未对实现 ZVS 所需最小电感复位电流进行定量分析和设计,故全数字控制型软开关逆变器的效率仍有提升空间。

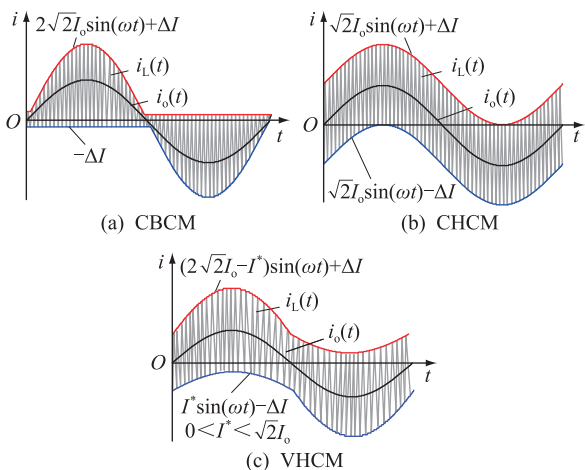


图 1 传统复位电流模式

Fig.1 Conventional reverse current modes

文中以单相三电平中点箝位型 (three-level neutral point clamped, 3L-NPC) 并网逆变器为例,提出全数字控制型软开关逆变器的最小复位电流方法,实现全工频周期开关管 ZVS,并最小化开关管反向通态损耗,提高逆变器效率。

### 1 3L-NPC 逆变器的 CRM 运行分析

单相 3L-NPC 逆变器电路拓扑见图 2。其中  $S_1$ — $S_4$  为开关管,  $C_1$ — $C_4$  为其结电容;  $D_1$ 、 $D_2$  为二极管;  $C_{dc1}$ 、 $C_{dc2}$  分别为直流上、下母线电容;  $U_{dc}$  为直流电源电压;  $L_s$  为滤波电感;  $C_f$  为滤波电容;  $u_{ac}$  为电网电压。

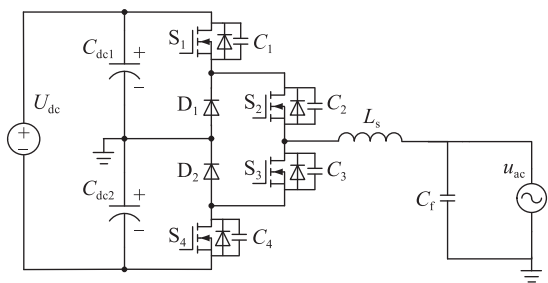


图 2 3L-NPC 逆变器拓扑

Fig.2 Topology of 3L-NPC inverter

正半周时,  $S_2$  常通,  $S_4$  常关,  $S_1$  与  $S_3$  高频互补开关; 负半周时,  $S_3$  常通,  $S_1$  常关,  $S_2$  与  $S_4$  高频互补开关。以正半周为例,单位功率因数时,自然 ZVS 和非自然 ZVS 区域的关键原理波形如图 3 所示。图 3 中,  $i_{S1}$ 、 $i_{S3}$  分别为流经开关管  $S_1$  和  $S_3$  的电流;  $u_{gs1}$ 、 $u_{gs3}$

分别为开关管  $S_1$  和  $S_3$  的驱动电压;  $u_{ds1}$  为开关管  $S_1$  漏源电压;  $t_{dead}$  为  $S_3$  关断到  $S_1$  开通的死区时间。

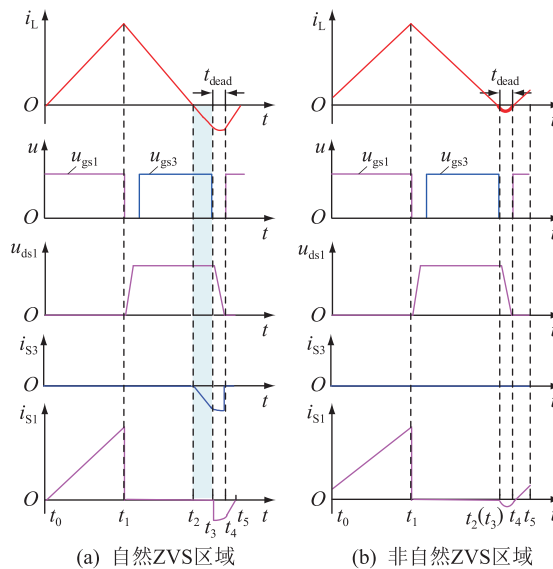


图 3 单个开关周期内电路工作波形

Fig.3 Operation waveforms of the circuit during a single switching period

#### 1.1 ZVS 实现条件

图 3 中  $t_3$ — $t_4$  为死区谐振阶段,等效电路如图 4 所示,为便于分析,假设  $C_1 = C_3 = C$ 。

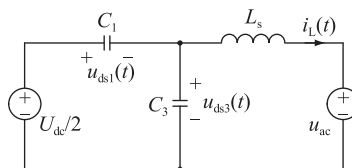


图 4 谐振等效电路

Fig.4 Resonant equivalent circuit

根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律,可列出谐振时的电路状态方程:

$$\begin{cases} -L_s \frac{di_L(t)}{dt} + u_{ds3}(t) = u_{ac} \\ u_{ds1}(t) + u_{ds3}(t) = U_{dc}/2 \\ C \frac{du_{ds3}(t)}{dt} - C \frac{du_{ds1}(t)}{dt} = -i_L(t) \end{cases} \quad (1)$$

设初始时刻为  $t_b$ ,  $u_{ds1}$ 、 $u_{ds3}$  和  $i_L$  的初始值分别为  $u_{ds1}(t_b) = U_{dc}/2$ 、 $u_{ds3}(t_b) = 0$  和  $i_L(t_b) = i_{low}$ 。  $i_{low}$  即为  $S_3$  关断时刻对应的电感电流。当  $i_{low} = 0$  时,可解得:

$$\begin{cases} u_{ds1}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - u_{ac} + u_{ac} \cos \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} \\ u_{ds3}(t) = u_{ac} - u_{ac} \cos \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} \\ i_L(t) = -\frac{2u_{ac} C}{\sqrt{2L_s C}} \sin \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} \end{cases} \quad (2)$$

根据式(2)可绘制出开关管结电容和电感谐振波形,如图5所示。图5中, $t_r$ 为谐振周期, $t_r = 1/f = 2\pi\sqrt{2L_s C}$ 。

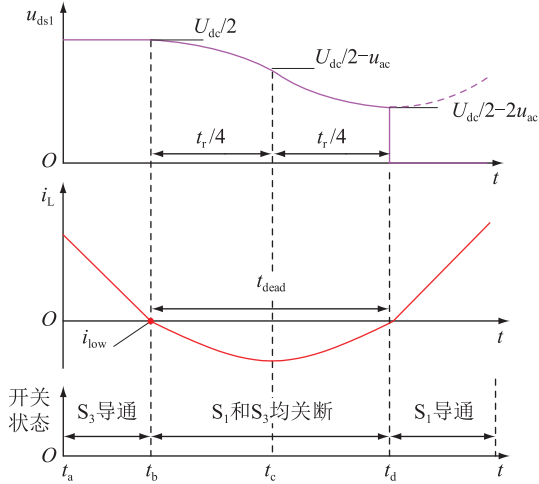


图5  $i_{low}=0$  时的谐振波形

Fig.5 Resonant waveforms when  $i_{low}=0$

由图5可知, $t_b-t_d$ 为死区谐振阶段,死区时间为 $t_r/2$ 。在 $t_b$ 时刻, $u_{ds1}(t_b) = U_{dc}/2$ , $i_L = 0$ 。在 $t_b-t_c$ 阶段, $i_L$ 和 $u_{ds1}$ 减小。在 $t_c$ 时刻, $i_L$ 下降到最小值, $u_{ds1}(t_c) = U_{dc}/2 - u_{ac}$ 。在 $t_c-t_d$ 阶段, $i_L$ 开始反向增加, $u_{ds1}$ 继续减小。 $t_d$ 时刻谐振结束, $i_L(t_d) = 0$ , $u_{ds1}$ 降至最小值, $u_{ds1}(t_d) = U_{dc}/2 - 2u_{ac}$ 。

当直流电压与网侧电压满足 $U_{dc}/2 - 2u_{ac}(t) \leq 0$ ,即 $u_{ac}(t) \geq U_{dc}/4$ 时, $S_1$ 即可实现ZVS,故这一区域被称为自然ZVS区域。但是, $u_{ac}(t) \geq U_{dc}/4$ 在一个工频周期内并不恒成立。当 $u_{ac}(t) < U_{dc}/4$ 时,逆变器运行在非自然ZVS区域, $S_1$ 仅能实现谷底开通(valley switching, VS)。

在死区时间不变的条件下,为使 $S_1$ 整个工频周期均能实现零电压开通,须调整谐振等效电路初始状态,增大谐振开始时电感储存的能量。因此,当电感电流下降至0时,仍需保持 $S_3$ 导通,使电感电流反向,即可增加谐振开始时电感储存的能量,等效于产生一个负向电感复位电流 $i_{low}$ 。式(1)中取 $i_{low} < 0$ ,解得:

$$\begin{cases} u_{ds1}(t) = u_{ac} \cos \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} - \frac{|i_{low}| \sqrt{2L_s C}}{2C} \sin \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} + \frac{U_{dc}/2 - u_{ac}}{2} \\ u_{ds3}(t) = u_{ac} - u_{ac} \cos \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} + \frac{|i_{low}| \sqrt{2L_s C}}{2C} \sin \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} \\ i_L(t) = -\frac{2u_{ac} C}{\sqrt{2L_s C}} \sin \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} - |i_{low}| \cos \frac{t}{\sqrt{2L_s C}} \end{cases} \quad (3)$$

根据式(3)可绘制出 $i_{low} < 0$ 时的谐振波形,如图6所示。图6中, $t'_b-t_b$ 为开关管 $S_3$ 延迟关断的时间, $t_b-t_d$ 为死区谐振阶段。在 $t'_b$ 时刻, $i_L(t'_b) = 0$ ,此时 $S_3$ 的关断时刻为 $t_b$ ,并于 $t_b$ 时刻进入死区谐振,死区时间仍为 $t_r/2$ 。 $i_L$ 和 $u_{ds1}$ 分别于 $t_c$ 和 $t_d$ 时刻降至最小值。因此,合理设计 $i_{low}$ 的取值即可保证经过 $t_r/2$ 后, $u_{ds1}$ 下降至0,即 $S_1$ 实现ZVS。

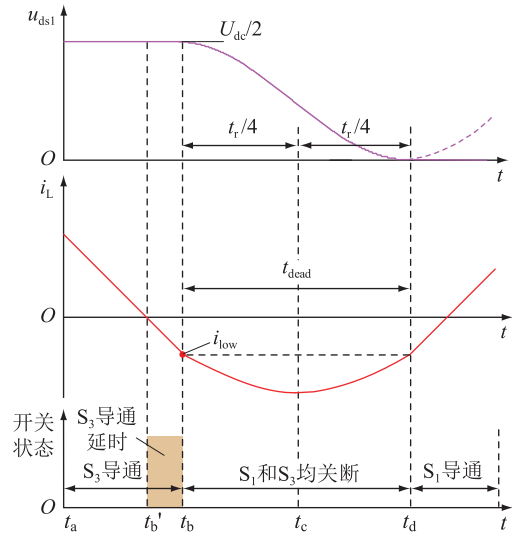


图6  $i_{low} < 0$  时的谐振波形

Fig.6 Resonant waveforms when  $i_{low} < 0$

## 1.2 电感电流有效值计算

一个开关周期内电感电流波形如图7所示。图7中,电感电流峰值为 $i_{up}$ ,谷值近似等于电感复位电流 $i_{low}$ ,电感电流参考值为 $i_{ref}$ 。一个开关周期可划分为 $t_I$ 、 $t_{II}$ 、 $t_{III}$ 、 $t_{IV}$ 共4段。

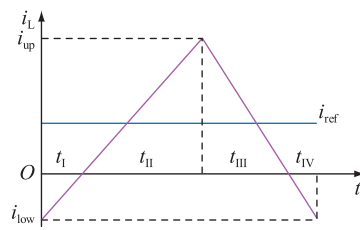


图7 单个开关周期内电感电流波形

Fig.7 Inductor current waveform in a single switching cycle

设 $t_I$ 、 $t_{II}$ 时间段的电感电流斜率为 $k_1$ , $t_{III}$ 、 $t_{IV}$ 时间段的电感电流斜率为 $k_2$ 。CRM电感电流有效值计算公式如下:

$$I_{L-CRM} = \left\{ \left[ \int_0^{t_I} (k_1 t)^2 dt + \int_0^{t_{II}} (k_1 t)^2 dt + \int_0^{t_{III}} (k_2 t)^2 dt + \int_0^{t_{IV}} (k_2 t)^2 dt \right] / (t_I + t_{II} + t_{III} + t_{IV}) \right\}^{1/2} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{cases} t_{\text{I}} = i_{\text{low}}/k_1 \\ t_{\text{II}} = i_{\text{up}}/k_1 \\ t_{\text{III}} = i_{\text{up}}/k_2 \\ t_{\text{IV}} = i_{\text{low}}/k_2 \end{cases} \quad (5)$$

解得:

$$I_{\text{L,CRM}} = \sqrt{(i_{\text{up}}^2 + i_{\text{low}}^2 - |i_{\text{up}}||i_{\text{low}}|)/3} \quad (6)$$

另外可知:

$$i_{\text{up}} = 2i_{\text{ref}} - i_{\text{low}} = 2i_{\text{ref}} + |i_{\text{low}}| \quad (7)$$

将式(7)代入式(6),化简得:

$$I_{\text{L,CRM}} = \sqrt{(4i_{\text{ref}}^2 + i_{\text{low}}^2 + 2|i_{\text{ref}}||i_{\text{low}}|)/3} \quad (8)$$

由式(8)可知,在  $i_{\text{ref}}$  给定的情况下,  $I_{\text{L,CRM}}$  随  $i_{\text{low}}$  的减小而减小。图 1 给出了 3 种  $i_{\text{low}}$  取值下所对应的电感复位电流值,但均未对复位电流进行准确设计,导致电感电流有效值增大,引入较大额外通态损耗。综上,电感复位电流取值亟待优化。

### 1.3 最小复位电流方法

为设计电感复位电流  $i_{\text{low}}$  的最小值  $i_{\text{low,min}}$ ,须先考虑  $u_{\text{ds1}}(t)$  在  $i_{\text{low}} < 0$  时的最小值。对式(3)中的  $u_{\text{ds1}}(t)$  进行三角变换可得:

$$u_{\text{ds1}}(t) = U_{\text{dc}}/2 - u_{\text{ac}}(t) - \sqrt{u_{\text{ac}}^2(t) + \frac{L_s}{2C}i_{\text{low}}^2} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{2L_s C}} - \varphi\right) \quad (9)$$

其中:

$$\varphi = \arctan \frac{\sqrt{2L_s C}u_{\text{ac}}}{i_{\text{L}}(0)L_s} \quad (10)$$

$u_{\text{ds1}}(t)$  的最小值为:

$$u_{\text{ds1}}^{\text{min}}(t) = U_{\text{dc}}/2 - u_{\text{ac}}(t) - \sqrt{u_{\text{ac}}^2(t) + \frac{L_s}{2C}i_{\text{low}}^2} \quad (11)$$

由式(11)可知,当  $u_{\text{ac}}(t) \geq U_{\text{dc}}/4$  时,  $u_{\text{ds1}}^{\text{min}}(t) \leq 0$  恒成立,则有  $i_{\text{low,min}} = 0$ 。而当  $u_{\text{ac}}(t) < U_{\text{dc}}/4$  时,使  $u_{\text{ds1}}^{\text{min}}(t) \leq 0$  恒成立,则解得:

$$i_{\text{low,min}} = \frac{\sqrt{2L_s C} \sqrt{(U_{\text{dc}}/2)(U_{\text{dc}}/2 - 2u_{\text{ac}})}}{L_s} \quad (12)$$

综合式(11)和式(12),可得一种最小电感复位电流方法,如图 8 所示。

$i_{\text{up}}$ 、 $i_{\text{low}}$  和  $i_{\text{ref}}$  的数学关系如下:

$$i_{\text{low}} = \begin{cases} 0 & u_{\text{ac}} \geq U_{\text{dc}}/4 \\ -\frac{\sqrt{2L_s C} \sqrt{(U_{\text{dc}}/2)(U_{\text{dc}}/2 - 2u_{\text{ac}})}}{L_s} & u_{\text{ac}} < U_{\text{dc}}/4 \end{cases} \quad (13)$$

$$i_{\text{up}} = 2i_{\text{ref}} - i_{\text{low}} \quad (14)$$

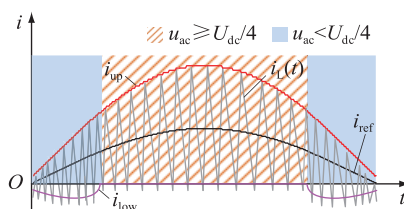


图 8 复位电流优化方法

Fig.8 An optimized scheme of reverse current

图 9 为调制比 0.8,输出功率 1 kW,不同输入电压下的电感复位电流波形。相对已有复位电流选取方法,文中方法的电感复位电流更小,电感电流有效值更小,故可降低通态损耗。

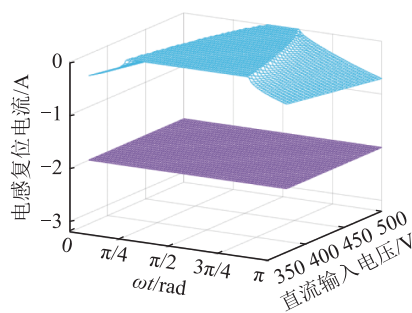


图 9 不同输入电压下的电感复位电流

Fig.9 Inductor reverse currents under different input voltages

### 1.4 控制策略

控制型软开关逆变器的最小复位电流控制策略见图 10。图 10 中,蓝色部分为 3L-NPC 的直流母线电压均压环;  $U_{\text{dc1}}$ 、 $U_{\text{dc2}}$  分别为上电容电压和下电容电压;  $k$  为均压环比例系数,PI 为比例积分控制器。在均压环作用下,文中控制策略的直流母线电容电压可始终保持平衡,并且不影响软开关性能。

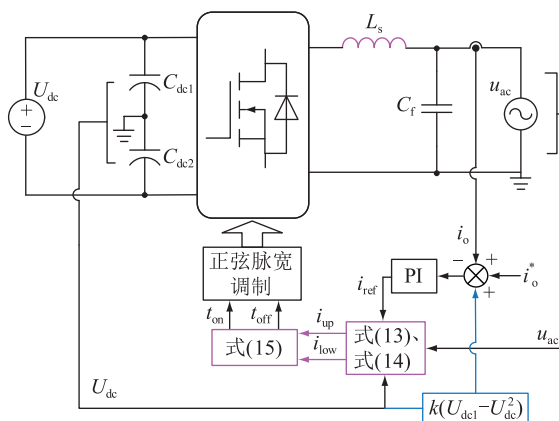


图 10 控制框图

Fig.10 Control block diagram

通过锁相环(phase locked loop, PLL)输出与电流设定值  $I_{\text{ref}}$  得到电流基准值  $i_o^*$ ,输出电流  $i_o$  与  $i_o^*$  经

闭环调节器后输出电流包络线参考值  $i_{ref}$ , 经过式 (13) 和式 (14) 计算得到电流正包络线  $i_{up}$  和复位包络线  $i_{low}$ , 后经式 (15) 计算得到下一开关周期开关管导通时间  $t_{on}$  与关断时间  $t_{off}$ 。

$$\begin{cases} t_{on} = L_s \frac{i_{up} - i_{low}}{U_{dc}/2 - u_{ac}} \\ t_{off} = L_s \frac{i_{up} - i_{low}}{u_{ac}} \end{cases} \quad (15)$$

## 2 损耗分析和对比

### 2.1 损耗分析

由图 3 分析可知, 正半周高频工作的开关管  $S_1$  为 ZVS,  $S_3$  为零电流开通, 故对称地, 负半周高频工作的开关管  $S_4$  为 ZVS,  $S_2$  为零电流开通。忽略结电容充放电损耗, 则可忽略开关管开通损耗, SiC 二极管  $D_1$ 、 $D_2$  的开通关断损耗可忽略不计。CRM 逆变器损耗主要包括开关管通态和关断损耗, 二极管通态损耗, 以及电感的铁损和铜损。由于开关频率变化较大, 为简化分析, 文中未计算电感损耗, 仅计算和对比开关管损耗。

以正半周为例, 开关管  $S_1$  和  $S_3$  的关断过程如图 11 所示。 $t_{m0}$ — $t_{m1}$  为  $S_1$  的关断延时时间  $t_{d(off)}$ ;  $t_{m1}$ — $t_{m2}$  为  $S_1$  的下降时间  $t_f$ ;  $t_{m5}$ — $t_{m6}$  为  $S_3$  的关断延时时间  $t_{d(off)}$ ;  $t_{m6}$ — $t_{m7}$  为  $S_3$  的下降时间  $t_f$ 。

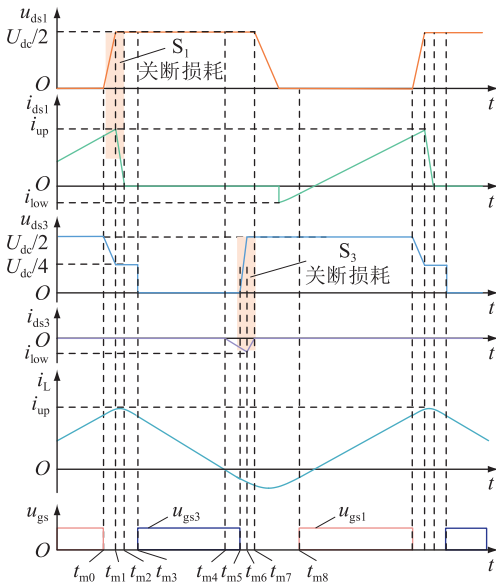


图 11 正半周开关管的开关过程

Fig.11 Switching process of switches at the positive half period

参考文献[21-22], 开关管  $S_1$  和  $S_3$  单次关断能量可表示为:

$$W_{S_1, \text{turn-off}} = U_{DS} i_{up} (t_f + t_{d(off)}) / 2 = U_{dc} i_{up} (t_f + t_{d(off)}) / 4 \quad (16)$$

$$W_{S_3, \text{turn-off}} = U_{DS} i_{low} (t_f + t_{d(off)}) / 2 = U_{dc} i_{low} (t_f + t_{d(off)}) / 4 \quad (17)$$

式中:  $U_{DS}$  为开关管开通/关断时的漏源单压。

对于通态损耗, 将式 (8) 求出的 CRM 电感电流有效值代入文献[23]中的公式, 开关管的单次通态能量可表示为:

$$W_{MOS, \text{on-state}} = I_{L, \text{CRM}}^2 R_{DS(on)} t_{on} \quad (18)$$

式中:  $R_{DS(on)}$  为漏源极等效导通电阻。

二极管的单次通态能量为:

$$W_{Diode, \text{on-state}} = U_F I_{L, \text{CRM}} t_{off} \quad (19)$$

式中:  $U_F$  为二极管通态压降。

### 2.2 损耗对比

由文献[24]可知, 3 种传统复位电流模式中, CBCM 损耗最小, 效率最高, 故将文中所提最小复位电流与 CBCM 进行损耗对比。额定功率为 1 kW, 其余参数如表 1 所示。CBCM 的复位包络线  $i_{low}$  为常量, 参考文献[25]设计并取 -2 A。计算结果见表 2, 由于开关管  $S_1$ — $S_4$  的开通损耗可忽略, 故表中开关损耗特指关断损耗。

表 1 3L-NPC 逆变器样机参数

Table 1 Experimental parameters of 3L-NPC inverter

参数	数值
直流侧电压 $U_{dc}/V$	350~500
交流侧电压 $U_{ac}/V$	110
开关频率 $f_s/kHz$	80~300
控制频率 $f_c/kHz$	60
额定功率 $P_o/kW$	1
滤波电感 $L_s/\mu H$	40
滤波电容 $C_f/\mu F$	6.6
SiC MOSFET ( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )	SCT3060AL
SiC MOSFET 结电容 $C_{x}/pF$	55
SiC 二极管 ( $D_1, D_2$ )	C3D20060

表 2 2 种方法的损耗计算

Table 2 Calculated power losses of two schemes

方法	损耗	( $S_1, S_4$ )/W	( $S_2, S_3$ )/W	( $D_1, D_2$ )/W
文中方法	开关损耗	6.813	0.619	0
	通态损耗	1.096	3.314	2.212
	总损耗	7.909	3.933	2.212
CBCM	开关损耗	7.351	0.665	0
	通态损耗	2.387	5.096	3.406
	总损耗	9.738	5.761	3.406

由表 2 可知, 2 种电感复位电流方法的开关损耗基本相同。但是不同电感复位电流方法对通态损耗影响较大。文中所提最小复位电流方法通态损耗更低, 总损耗更小。

### 3 实验结果与分析

#### 3.1 样机与软开关验证

搭建单相 3L-NPC 逆变器样机平台,具体参数如表 1 所示。控制频率为 60 kHz,根据滤波电感值和开关管结电容设计死区时间为 250 ns。效率与电流总谐波畸变率 (total harmonics distortion, THD) 由功率分析仪 WT1800 测试。

图 12 为文中方法的稳态实验波形。逆变器工作于 CRM,输出电流 THD 仅 2.25%。图 13 为电网电压正半周展开波形,由图可知,电感复位电流绝对值约为 1.5 A,开关管  $S_1$  在自然 ZVS 和非自然 ZVS 区域均能实现 ZVS。

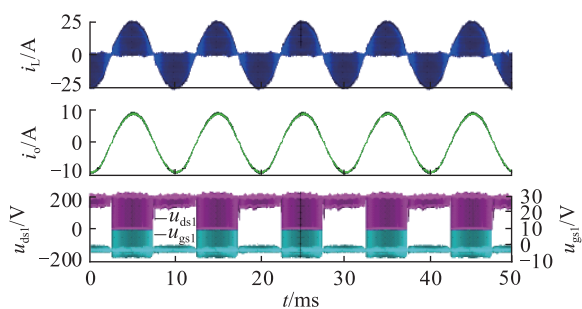


图 12 所提优化方法的稳态实验波形  
Fig.12 Steady-state waveforms of the proposed optimized scheme

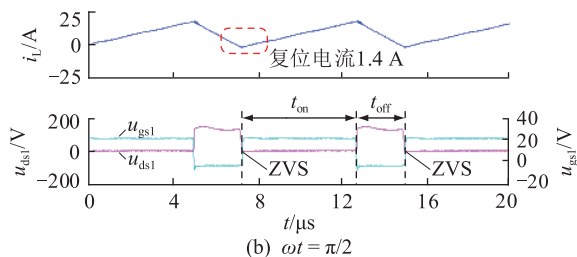
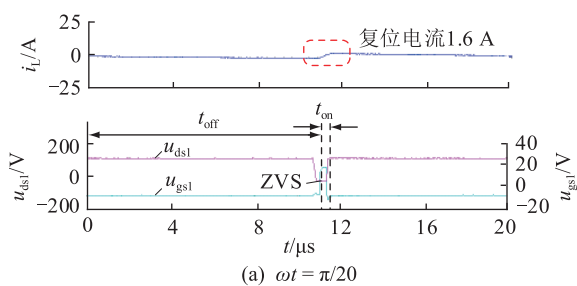


图 13 所提优化方法下正半周的细节波形  
Fig.13 Detailed waveforms of positive half cycle under the proposed optimized scheme

#### 3.2 对比实验

传统 CBCM 的实验波形如图 14 所示,输出电流 THD 为 2.47%,与文中方法基本相同。图 15 为电网电压正半周展开波形,由图可知,电感复位电流绝对值约为 3 A。开关管  $S_1$  在自然 ZVS 和非自然 ZVS

区域均能实现 ZVS,说明在软开关实现和电流 THD 性能方面,文中方法与传统 CBCM 一致。对比图 13 以及图 15 可知,文中方法电感复位电流远小于 CBCM。

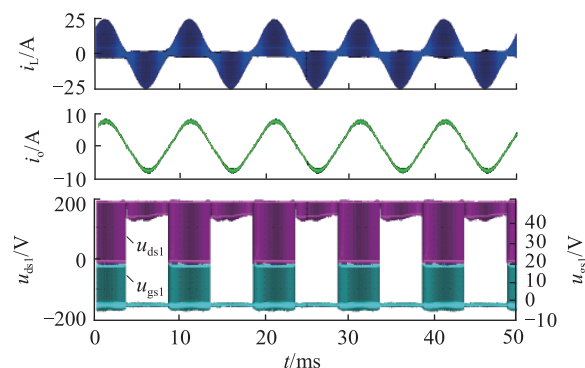


图 14 CBCM 的稳态实验波形  
Fig.14 Steady-state waveforms of the CBCM

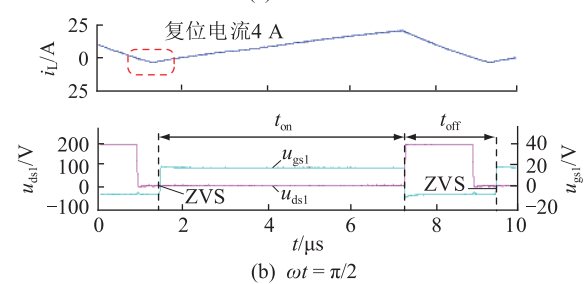
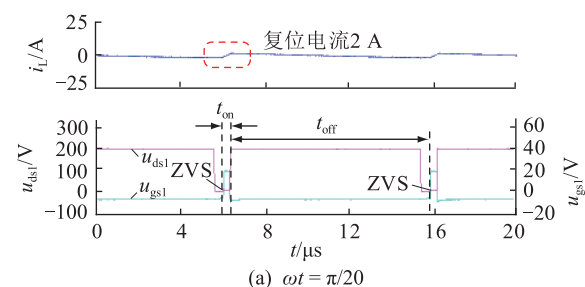


图 15 CBCM 下正半周的细节波形  
Fig.15 Detailed waveforms of positive half cycle under the CBCM

图 16 为 2 种方法在不同输出功率下的效率曲线,此时  $U_{dc} = 400$  V。可以看出,在全输出功率范围内,文中方法效率均高于传统 CBCM,最高效率提升了 0.5 个百分点。

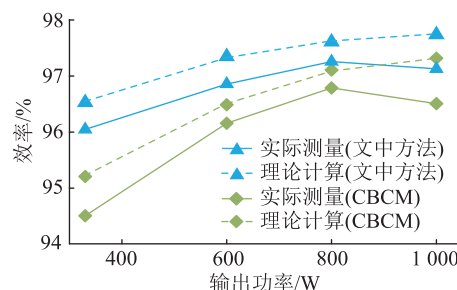


图 16 效率对比结果  
Fig.16 Efficiency comparison results

### 3.3 电容均压实验

图 17 为直流母线电容电压波形。由图可知,文中方法下,电容电压始终平衡,且不影响软开关性能。

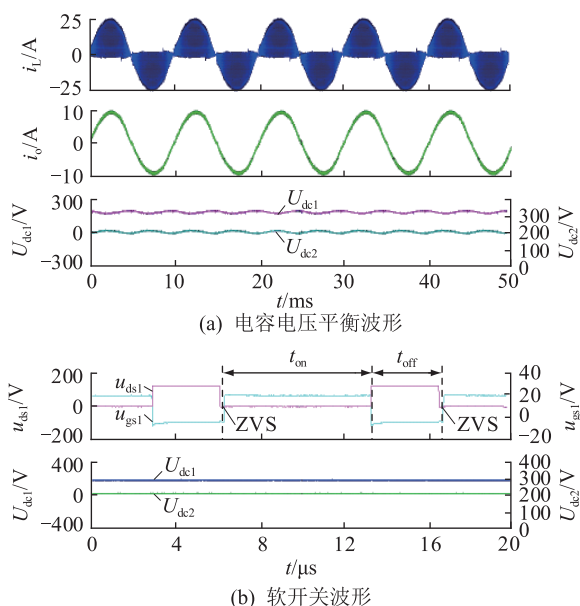


图 17 不同直流电压下软开关波形

Fig.17 Soft-switching waveforms with different DC voltages

## 4 结论

文中提出一种控制型软开关逆变器最小电感复位电流方法,理论分析和实验结果表明:

(1) 文中所提最小电流复位方法在自然 ZVS 和非自然 ZVS 区域均能实现开关管 ZVS。

(2) 相较于传统 CBCM,文中方法在全工频周期均具有较小的开关管通态损耗,可获得更高的效率。

文中方法不仅适用于单相 3L-NPC 逆变器,也可推广应用于采用其他拓扑的单相逆变器。

### 参考文献:

- [1] 孙战,王懿杰. 基于图腾柱无桥 PFC 的软开关控制变换研究[J]. 电力工程技术,2022,41(1):70-76.  
SUN Zhan, WANG Yijie. Soft switch control transformation based on totem pole bridgeless PFC[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(1): 70-76.
- [2] 金浩哲,陈武. 基于 GaN 器件的直流配电网用户侧 DC/DC 变换器设计[J]. 电力工程技术,2022,41(3):209-215.  
JIN Haozhe, CHEN Wu. Design of GaN-based user side DC/DC converter in DC distribution network[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(3): 209-215.
- [3] WEN H, JIAO D, LAI J S, et al. A MHz LCLCL resonant converter based single-stage soft-switching isolated inverter with variable frequency modulation[C]//2022 IEEE Applied Power

Electronics Conference and Exposition (APEC). Houston, TX, USA. IEEE, 2022: 848-854.

- [4] CHEN C J, WANG P Y, LI S T, et al. An integrated driver with Bang-Bang dead-time control and charge sharing bootstrap circuit for GaN synchronous buck converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9503-9514.
- [5] JIANG Y L, SHEN Y F, SHILLABER L, et al. Hybrid-mode adaptive zero-voltage switching for single-phase DC-AC conversion with paralleled SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 14067-14081.
- [6] LIU Z H, MENG F Y, MA K X, et al. Current harmonics analysis and design for load-independent ZVS single-switch resonant DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10877-10888.
- [7] 肖华锋. 非隔离型光伏并网逆变器软开关技术[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(3): 812-821, 960.  
XIAO Huafeng. Soft-switching techniques for transformerless photovoltaic grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(3): 812-821, 960.
- [8] ZHENG L R, KANDULA R P, DIVAN D. Soft-switching solid-state transformer with reduced conduction loss[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5236-5249.
- [9] 张俊伟,赵晋斌. 基于支路振荡法 E 类逆变器软开关实现研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(1): 133-140.  
ZHANG Junwei, ZHAO Jinbin. Research on soft switch implementation of an E-type inverter based on the branch oscillation method [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(1): 133-140.
- [10] HE N, CHEN M, WU J X, et al. 20-kW zero-voltage-switching SiC-mosfet grid inverter with 300 kHz switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5175-5190.
- [11] WANG Q, WANG Y Z. Research on a novel high-efficiency three-phase resonant pole soft-switching inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5845-5857.
- [12] ZHANG Z, ZHANG J M, SHAO S. A novel trapezoidal wave control method for a single-phase grid-tied T-type inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4711-4722.
- [13] SHA D S, ZHAO Y T, ZHANG D B. ZVS-interleaved synchronous buck DC-DC converter with a coupled inductor by varying switching frequency and deadtime[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8190-8198.
- [14] WANG M L, PAN S Z, ZHA X M, et al. Hybrid control strategy for an integrated DAB-LLC-DCX DC-DC converter to achieve full-power-range zero-voltage switching[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14383-14397.
- [15] NENE H R, CHELLAPPAN S, YE Z. Adaptive zero voltage switching (ZVS) loss detection for power converters; US2019-0199240[P]. 2019-06-27.
- [16] LI B, LI Q, LEE F C, et al. A high-efficiency high-density wide-bandgap device-based bidirectional on-board charger[J].

- IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3):1627-1636.
- [17] HUANG Z R, LIU Z Y, LEE F C, et al. Critical-mode-based soft-switching modulation for high-frequency three-phase bidirectional AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4):3888-3898.
- [18] ZHAO C K, WU X K. Accurate operating analysis of boundary mode totem-pole boost PFC converter considering the reverse recovery of mosfet[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12):10038-10043.
- [19] ZHANG Q, HU H B, ZHANG D H, et al. A controlled-type ZVS technique without auxiliary components for the low power DC/AC inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7):3287-3296.
- [20] SON G, HUANG Z R, LI Q, et al. Analysis and control of critical conduction mode high-frequency single-phase transformerless PV inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11):13188-13199.
- [21] ZHANG L, LOU XT, LI C S, et al. Evaluation of different Si/SiC hybrid three-level active NPC inverters for high power density[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):8224-8236.
- [22] ZHANG L, SUN K, XING Y, et al. A family of five-level dual-buck full-bridge inverters for grid-tied applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10):7029-7042.
- [23] YAO K, WANG Y, GUO J, et al. Critical conduction mode boost PFC converter with fixed switching frequency control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8):6845-6857.
- [24] FAN B R, WANG Q, BURGOS R, et al. Adaptive hysteresis current based ZVS modulation and voltage gain compensation for high-frequency three-phase converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1):1143-1156.
- [25] 李杰. 高频高效 GaN 逆变器研制[D]. 北京:北京交通大学, 2019.
- LI Jie. Development of high frequency and high efficiency GaN inverter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2019.

作者简介:



吴超

吴超(1996),男,硕士,研究方向为功率电子变换技术(E-mail:wu.chao@hhu.edu.cn);

张犁(1985),男,博士,教授,研究方向为新能源电力变换装备与运行控制;

郑仲舒(1996),男,博士在读,研究方向为功率电子变换技术。

## A minimum reverse inductor current control for single-phase controlled-type soft-switching converters

WU Chao, ZHANG Li, ZHENG Zhongshu, WANG Yiming

(College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China)

**Abstract:** The controlled-type soft-switching technology based on critical conduction mode (CRM) is an effective way to achieve zero voltage switching (ZVS) of switches. However, the high reverse inductor current of the conventional constant boundary conduction mode (CBCM) method leads to high conduction losses. In this paper, the single-phase three-level neutral point clamped (3L-NPC) inverter is taken as an example for analysis, and a minimum reverse inductor current control is proposed. Firstly, the requirement for achieving ZVS of switches is quantitatively analyzed, and the model of the equivalent resonance circuit is built. Accordingly, the theoretical minimum reverse inductor current for achieving ZVS in the fundamental period is derived, which lowers the conduction losses of switches. Then, by establishing the power losses analysis model of the 3L-NPC inverter, the power losses of the proposed scheme and the conventional CBCM method are calculated and compared in detail. Finally, a 1 kW single-phase 3L-NPC inverter prototype is built, and experimental results verify that the proposed method features lower conduction losses than that of the CBCM method. The maximum efficiency of the 3L-NPC inverter is increased by 0.5 percentage point.

**Keywords:** soft-switching; zero voltage switching (ZVS); critical conduction mode (CRM); inverter; wide bandgap devices; efficiency optimization

(编辑 方晶)